

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **07115369 A**(43) Date of publication of application: **02 . 05 . 95**

(51) Int. Cl. **H03M 7/30**
G10L 7/04
H03H 17/02

(21) Application number: **05280307**(71) Applicant: **EIBITSUTO:KK**(22) Date of filing: **14 . 10 . 93**(72) Inventor: **OBINATA HAJIME**

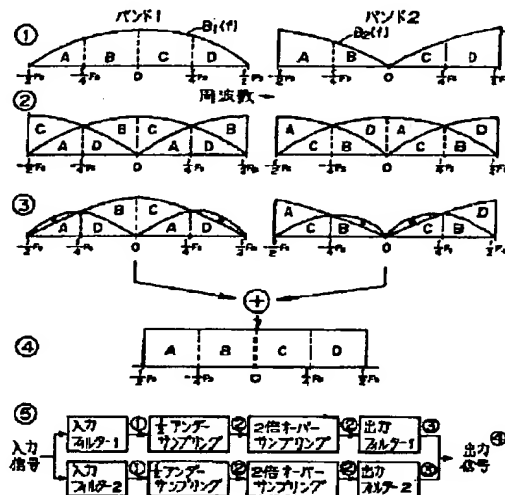
(54) **CONSTITUTING METHOD FOR HIGH SPEED
 ARITHMETIC HIGH PERFORMANCE FILTER
 BANK**

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(57) Abstract:

PURPOSE: To enlarge an attenuation characteristic, to cancel a turning-back noise, and also, to reduce the calculating amount by executing one of a linear transfer conversion and a Herbert conversion to an odd number band or an even number band, and using a DCT for the respective bands.

CONSTITUTION: When a sampling frequency, four bands, and a function of a filter curve are denoted as ES , A - D , and $B_1(f)$ by a band 1 and $B_2(f)$ by a band 2 in $-1/2.F_s \leq f \leq 1/2.F_s$, respectively, an input signal is divided into two of the band 1 and the band 2 as shown in the figure 1. Subsequently, by executing under-sampling, such a characteristic as shown in the figure 2 is obtained, and a turning-back noise is generated. Next, when an output filter is applied after over-sampling in order to synthesizing again a signal of each band, such a filter characteristic as shown in the figure 3 is obtained. In order to obtain an original signal shown in the figure 4, an output signal is set by adding the signals of the band 1 and the band 2 in the figure 3.



(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 3 M 7/30

A 8842-5 J

G 1 0 L 7/04

H

G

H 0 3 H 17/02

E 8842-5 J

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 14 頁)

(21) 出願番号

特願平5-280307

(22) 出願日

平成5年(1993)10月14日

(71) 出願人 593202025

株式会社エイビット

東京都八王子市平岡町29番地11

(72) 発明者 小日向 肇

東京都八王子市平岡町29番地11 株式会社
エイビット内

(74) 代理人 弁理士 草野 浩一

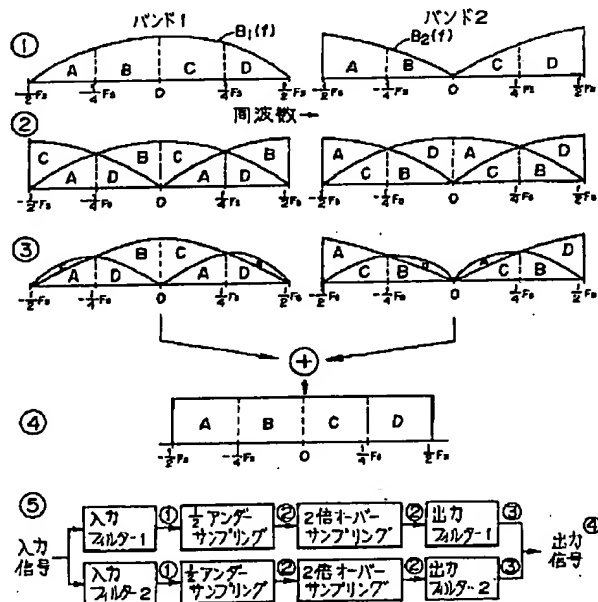
(54) 【発明の名称】 高速演算高性能フィルタバンクの構成方法

(57) 【要約】

(修正有)

【目的】音楽及び音声信号を圧縮して符号化する帯域分割符号化に用い、フィルタの減衰特性が十分大きく、近隣のバンド同志でのみ、折り返し雑音のキャンセルを行えて且つ、分割バンド数が増大しても、DSPで実現できない程計算量が増大しない。

【構成】サンプリング周波数を F_s 、4つの帯域の信号をA乃至D、そしてフィルタカーブの関数を $-1/2 \cdot F_s \leq f \leq 1/2 F_s$ において、バンド1で $B_1(f)$ 、バンド2で $B_2(f)$ とすると、①に示すように、入力信号はバンド1 2及びバンド2に2分割される。ついで $1/2$ アンダーサンプリングすることによって、②のような特性となり、折り返し雑音が発生する。そして、各バンドの信号を再び合成するためにオーバーサンプリング後に出力フィルタをかけると③に示すフィルタ特性となる。④に示すような元の信号とするために③のバンド1及びバンド2の信号を加算する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号からブロック毎にNサンプルデータを取り出す第1ステップと、第1ステップで得られたデータにウィンドウを乗算する第2ステップと、第2ステップで得られたデータを折りたたみ加算する第3ステップと、第3ステップで得られた結果に対してN次IDCTを行う第4ステップとを含み、奇数バンドと偶数バンドの一方で直線位相変換に、他方でヘルベルト変換になるように前記IDCTを行ってNバンド出力を得ることを特徴とする高速演算高性能フィルタバンク構成方法。

【請求項2】 入力信号からウィンドウ幅のバンド数に対する倍率Wとサンプル数Nとを乗じた長さのブロック信号をNサンプルづつずらして取り出す第1ステップと、取り出された前記ブロック信号にウィンドウを乗算した後に折りたたみ加算する第2ステップと、第2ステップで得られた信号を偶数バンド又は奇数バンドに対応して一方が直線位相変換に、他方がヘルベルト変換になるように、N次IDCT処理する第3ステップと、第3ステップで得られた信号をアンダーサンプリングしてNバンド出力として伝送する第4ステップと、伝送されたNバンド出力をオーバーサンプリングした後、偶数バンドと奇数バンドに分け、それぞれN次DCT処理を行う第5ステップと、第5ステップで得られた偶数バンドN次DCT出力と奇数バンドN次出力とを逆方向加算及び逆方向減算し、それぞれの演算出力をそれぞれ $W \times N$ の長さのシフトレジスタに1ブロック毎にシフトしながら格納する第6ステップと、前記各シフトレジスタの格納データを逐次読みだし、ウィンドウと乗算した後に折りたたみ加算する第7ステップとを含み、前記入力信号をNサンプル出力して復調することを特徴とする高速演算高性能フィルタバンク構成方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、音楽及び音声信号を圧縮して符号化する高効率帯域分割符号化等に用いられるフィルタバンクの構成方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来から用いられているHiHiオーディオデジタル信号の圧縮においては、バンドのサブバンドフィルターの処理、代表値正規化、ビットアロケーション、量子符号化、フレームデータ化、通信路を経て同期エラー処理、複号化、代表値逆正規化、そして多バンドの逆サブバンドフィルター処理の手順でマルチバンドサブコーディングの処理を行っている。実際のフィルタバンク処理はデジタルで行われ、DSPを用いて演算処理によりフィルタバンクを構成している。

(「ラジオ技術」1991年12月号、第156頁乃至第161頁、「ラジオ技術」1993年2月号、第54頁乃至第60頁)

【0003】 前記フィルタバンクの構成の仕方としては、FIRフィルターによる方法、MDCTによる方法、DFTバンクによる方法がある。FIRフィルターによる方法では、バンド数をB、ウィンドウ長さをバンド数BのM倍とした最大間引きフィルターバンクを構成すると、乗算回数及び加算回数がともに MB^2 必要となり、バンド数の2乗に比例して計算量が増大する。

【0004】 また、MDCTによる方法では、前記フィルターバンクがDCT/DSTを用いて高速演算できるため、乗算回数は $(\log_2 B) B/2 + M \cdot B$ 、加算回数は $(\log_2 B) 3B/2 - B + 1 + M \cdot B$ となり、バンド数を増大させても、ほぼバンド数に比例して計算量が増大するだけであるが、Mが2に限られているため、バンドの減衰特性が悪く、時間軸上で折り返し雑音のキャンセルをおこなうことから、周波数領域でのフィルター設計に自由度がない。

【0005】 さらに、DFTバンクによる方法では、DFT(FFT)の1回と、ウィンドウの1回の乗算、加算で済み、Mも任意であるため、フィルタ特性を自由に設計でき、減衰特性も充分であるが、フィルターを再構成するためには、隣接バンドとの折り返し雑音キャンセルだけではだめで、複雑な再構成フィルターを必要とする。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 音楽及び音声信号を圧縮して符号化する帯域分割符号化に用いられるフィルターバンクに必要とされる条件は、

- ① フィルターの減衰特性が十分大きいこと (120dB以上が望ましい)
- ② 近隣のバンド同志でのみ、折り返し雑音のキャンセルを行えること
- ③ 分割バンド数が増大しても、DSPで実現できない程計算量が増大しないことである。

【0007】 前記FIRフィルターによる方法では、上記①、②を満足できるものの、分割バンド数の2乗に比例して計算量が増大し、上記③を満足しない。また、前記MDCTによる方法では、上記②、③を満足するが、上記①において、ウィンドウの幅が分割バンドの2倍に限られて満足しない。そして、前記DFTバンクによる方法では、上記①、③は満足できるが、上記②は、全バンドによる複雑な折り返しキャンセルが必要となるため、満足できない。

【0008】 本発明は、条件①乃至③の全てを満足する帯域分割符号化における高速演算高性能フィルタバンクを提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】 本発明は、上記課題を解決するために、入力信号からブロック毎にNサンプルデータを取り出す第1ステップと、第1ステップで得られたデータにウィンドウを乗算する第2ステップと、第2

ステップで得られたデータを折りたたみ加算する第3ステップと、第3ステップで得られた結果に対してN次IDCTを行う第4ステップとを含み、奇数バンドと偶数バンドの一方で直線位相変換に、他方でヘルベルト変換になるように前記IDCTを行ってNバンド出力を得ること、及び、入力信号からウィンドウ幅のバンド数に対する倍率Wとサンプル数Nとを乗じた長さのブロック信号をNサンプルずつずらして取り出す第1ステップと、取り出された前記ブロック信号にウィンドウを乗算した後に折りたたみ加算する第2ステップと、第2ステップで得られた信号を偶数バンド又は奇数バンドに対応して一方が直線位相変換に、他方がヘルベルト変換になるように、N次IDCT処理する第3ステップと、第3ステップで得られた信号をアンダーサンプリングしてNバンド出力として伝送する第4ステップと、伝送されたNバンド出力をオーバーサンプリングした後、偶数バンドと奇数バンドに分け、それぞれN次DCT処理を行う第5ステップと、第5ステップで得られた偶数バンドN次DCT出力と奇数バンドN次出力とを逆方向加算及び逆方向減算し、それぞれの演算出力をそれぞれW×Nの長さのシフトレジスタに1ブロック毎にシフトしながら格納する第6ステップと、前記各シフトレジスタの格納データを逐次読みだし、ウィンドウと乗算した後に折りたたみ加算する第7ステップとを含み、前記入力信号をNサンプル出力して復調することにより高速演算高性能フィルタバンク構成方法としたものである。

【0010】フィルターの減衰特性を十分に大きくし、隣接するバンドとのみ帯域の重なりが生じるようにし、折り返し雑音のキャンセルを行うため、奇数バンドもしくは偶数バンドのどちらかをヘルベルト変換（位相90°変換）フィルターとし、もう一方を直線位相フィルターとする。さらにウィンドウを乗算した後、奇数バンド及び偶数バンドのそれぞれにDCTを用いることによって計算量を低減したものであり、前記条件①乃至③を満足する構成とした。

【0011】

【作 用】上記のような、高速演算高性能フィルターバンクを帯域分割符号化に用いることにより、非常に大きなバンド数で各バンドの減衰量も大きく、折り返し雑音もキャンセルできるフィルターバンクが、DSPによってリアルタイムで安易に実現できる。

【0012】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面を参照しながら説明する。まず、本発明において、折り返し雑音をキャンセルすることができることを説明する。簡単な実施例として、図1の⑤に示されるような2分割フィルターバンクを考える。入力信号は、入力フィルター1及び2で2分割されてから、それぞれを1/2アンダーサンプリング後に2倍オーバーサンプリングして、それぞれを出力フィルター1及び2で復号され、最後に両方

を加算されて出力信号となる。ここで、サンプリング周波数をFs、4つの帯域の信号をA乃至D、そしてフィルターカーブの関数を $-1/2 \cdot Fs \leq f \leq 1/2 \cdot Fs$ において、バンド1で $B_1(f)$ 、バンド2で $B_2(f)$ とすると、図1の①に示すように、入力信号はバンド1及びバンド2に2分割される。ついで1/2アンダーサンプリングすることによって、図1の②のような特性となり、折り返し雑音が発生する。そして、各バンドの信号を再び合成するために、オーバーサンプリング後に出力フィルターをかけると図1の③に示すフィルター特性となる。図1の④に示すような元の信号とするために③のバンド1及びバンド2の信号を加算する。

【0013】図1において、2つのバンドを加算した時に、折り返し雑音がキャンセルでき、元の信号が残る条件が必要となる。図1の⑤の入力フィルターと出力フィルターとは同一特性として、図1の③の各帯域の信号を求めると次のようになる。

$-1/2 \cdot Fs \leq f \leq -1/4 \cdot Fs$ (元の信号A)

バンド1 $B_1^2(f) \cdot A + B_1(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_1(f) \cdot C$

バンド2 $B_2^2(f) \cdot A + B_2(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_2(f) \cdot C$

$-1/4 \leq f \leq 0$ (元の信号B)

バンド1 $B_1^2(f) \cdot B + B_1(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_1(f) \cdot D$

バンド2 $B_2^2(f) \cdot B + B_2(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_2(f) \cdot D$

$0 \leq f \leq 1/4 \cdot Fs$ (元の信号C)

バンド1 $B_1^2(f) \cdot C + B_1(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_1(f) \cdot A$

バンド2 $B_2^2(f) \cdot C + B_2(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_2(f) \cdot A$

$1/4 \leq f \leq 1/2 \cdot Fs$ (元の信号D)

バンド1 $B_1^2(f) \cdot D + B_1(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_1(f) \cdot C$

バンド2 $B_2^2(f) \cdot D + B_2(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_2(f) \cdot C$

ただし、 $B_1(f + 1/2 \cdot Fs) = B_1(f - 1/2 \cdot Fs)$ 、 $B_2(f + 1/2 \cdot Fs) = B_2(f - 1/2 \cdot Fs)$ である。

【0014】上記のように、各バンドの各帯域における信号のうち、第1項目は元の信号の成分を、そして、第2項目は折り返し雑音の成分を表している。そこで、バンド1とバンド2を加算した時に、元の信号が戻る条件を求めると、

$$B_1^2(f) + B_2^2(f) = 1$$

となる。また、バンド1とバンド2を加算した時に、折り返し雑音をキャンセルできる条件を求めると、上記第2項目がそれぞれの帯域で0となれば良いから、

$$B_1(f + 1/2 \cdot Fs) \cdot B_1(f) = -B_2(f + 1$$

$$/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f)$$

となる。この条件を満たすためには、

$$B_1(f) = j B_2(f + 1/2 \cdot F_s)$$

$$\text{あるいは } B_2(f) = j B_1(f + 1/2 \cdot F_s)$$

である必要がある。このことは、バンド1とバンド2のフィルターカーブは同一でシフトしたものととして、片方のバンドを直線位相変換、もう一方のバンドをヘルベルト変換とすれば、両バンドを加算したとき、折り返し雑音のキャンセルを実現できることがわかる。

【0015】本発明においては、前記2つの条件、即ち元の信号が戻る条件と折り返し雑音がキャンセル条件がフィルター関数に満たされた時、元の信号が復調される。フィルターバンクの分割数が多数である場合、奇数バンドと偶数バンドに分けることにより、各バンドのフィルターを演算するときに、偶数バンドを直線位相変換、奇数バンドをヘルベルト変換、あるいは逆の組合せとすると、近隣のバンドのみで折り返し雑音をキャンセルすることができる。本発明では、これらの変換を高速に演算するために、DCTを用いている。

【0016】入力信号をサブバンドに分割し出力信号として復調する手順について、偶数バンドを直線位相変換、奇数バンドをヘルベルト変換とした場合を説明する。

【0017】サブバンドフィルターを構成するには、まず基本となるローパスフィルターを設計し、それを周波数軸上でシフトすることにより任意の特性のフィルターを得ることができる。シフトするときに、直線位相フィルターにしたければ、周波数軸上で左右方向に同じだけ移動させる。これは、時間軸上では、基本ローパスフィルターのインパルス応答（ウィンドウ）にコサイン関数を乗算することにより得られる。この時、シフトする量によりコサイン関数の周波数は異なっている。

【0018】このことから、1つのサブバンドを計算するには、基本ローパスフィルターのウィンドウにシフトコサイン関数を乗算した後に入力信号をたたみ込み乗算をし、アンダーサンプリングして出力信号となる。ここで、各サブバンドの計算で異なるのはコサイン関数の周

波数のみである。また、アンダーサンプリングを行うために、たたみ込み乗算は、入力信号の各サンプルに対して行う必要はなく、分割バンド数をNとすれば、N回に1回で良い。これら手順をまとめて図示すると、図2のようになり、1つのサブバンドの出力信号とすると、入力信号をN個シフトして同じ計算を繰り返し、すべての信号を加算する。このようにして得られた各バンドでは、基本ローパスフィルターのウィンドウと入力信号との乗算は共通となるので、全てのサブバンドを計算してもこの計算は図1で済むことになるから、図3に示すように、図2に示した手順を入れ替えて、入力信号と基本ローパスフィルターのウィンドウを先に乗算し、その後、シフトコサイン関数を乗算すると、計算量が低減される。

【0019】さらに、シフトコサイン関数の周期性を利用して計算量の低減を行う。分割バンド数をN、バンドの番号をK、時間軸上のサンプル番号をiとすると、シフトコサイン関数は、 $\cos[(2K+1) \cdot \pi i / 2N]$ で表せる。基本ローパスフィルターを $\pm(2K+1)\pi/2N$ だけシフトするものとする。区間0～N-1におけるシフトコサイン関数を基本シフトコサイン関数とすると、他の区間については、次のようになる。

$$\text{区間 } N \sim 2N-1 \quad (1 \leq i \leq N-1)$$

$$\cos[(2K+1)\pi(2N-i)/2N] \\ = \cos[-(2K+1)\pi i/2N + (2K+1)\pi]$$

$$= -\cos[(2K+1)\pi i/2N]$$

$$\text{区間 } -2N \sim -N-1 \quad (0 \leq i \leq N-1)$$

$$\cos[(2K+1)\pi(i-2N)/2N] \\ = -\cos[(2K+1)\pi i/2N]$$

$$\text{区間 } -N \sim -1 \quad (1 \leq i \leq N-1)$$

$$\cos[(2K+1)\pi i/2N]$$

これらをまとめ、各区間における基本シフトコサイン関数により表現すると、表1のようになる。

【0020】

【表1】

区 間	$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
符 号	-	+	+	-
時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向

【0021】表1で分かるように、これは4N同期で繰り返され、シフトコサイン関数は長さNの基本シフトコサイン関数により表せることを示している。その結果、サブバンドの計算手順は図4に示すようになり、図3におけるシフトコサイン関数の代わりに、基本シフトコサイン関数で計算できる。各サブバンドで異なるのは、基本シフト関数のみであり、入力信号と基本ローパスフィルターのウィンドウとの乗算後において、折りたたみ加算をする。このとき、点Nと点-Nは加算しない。ここ

で、折りたたみ加算された信号から、サブバンドの出力信号を全てのサブバンドについて一度に計算する方法がIDCTである。IDCTは高速処理法が存在するため、計算が少なくて済む。以上で、偶数バンドの出力信号を求めることができる。

【0022】さらに、奇数バンドについては、ヘルベルト変換しないと、最終的に折り返し雑音をキャンセルすることができなくなるので、奇数バンドでは、偶数バンドでの計算手順と同様であるのが、別に計算する必要が

ある。ヘルベルト変換でフィルターを計算する場合に、周波数が正の方向では基本ローパスフィルターに j を、周波数が負の方向では $-j$ をそれぞれ乗算してシフトすることにより得ることができ、これは、時間軸上では基本ローパスフィルターのウィンドウに、サイン関数を乗算することである。奇数バンドの1つのサブバンドの出力信号を計算する手順は、偶数バンドにおける図2に示したと同様の手順により、シフトコサイン関数の代わりに、シフトサイン関数を用いて1つのサブバンドの出力信号を計算する。その手順を図5に示す。さらに図3で示したと同様に、計算手順を入れ替え、シフトサイン関数の性質から計算量を低減する。

【0023】分割バンド数を N 、バンドの番号を K 、時間軸上のサンプル番号を i とし、 K が奇数のときのみヘルベルト変換し、基本ローパスフィルターを $\pm (2K+1)\pi/2N$ だけシフトして計算する。このとき、シフトサイン関数は、 $-\sin[(2K+1)\pi i/2N]$ で表される。このシフトサイン関数で各区間を表すと次のようになる。

区間 $N \sim 2N-1$ ($0 \leq i \leq N-1$)

区 間	$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
符 号	-	-	+	+
時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向

【0026】表2からは、シフトサイン関数は、長さ N の基本シフトコサイン関数で表されることが分かる。その結果、図4で示された偶数バンドの計算手順と同様に行うことができ、図6に示すように、基本シフトコサイン関数によるIDCTを用いて、ヘルベルト変換されたサブバンドフィルターを計算できる。ただ、折たたみ加算の仕方が図4のそれとは異なる。

【0027】以上のように、元の信号に復調するときに折り返し雑音がキャンセルされるように、偶数バンドでは直線位相変換を、奇数バンドではヘルベルト変換を採用し、それぞれIDCTを用いてフィルターを計算することについて説明できたが、次に元の信号を復調する再構成フィルターバンクの計算手順について説明する。

【0028】1つのサブバンド信号から、元の信号を復調するには、基本ローパスフィルターのウィンドウの構造が適切でなければならない。ウィンドウの条件について述べる。ウィンドウを $W(w)$ 、分割バンド数を N としたとき、少なくとも、区間 $w \leq -\pi/N$ 、 $w \leq -\pi/N$ においてゲインが0となり、 $w=0$ を軸として左右対称、即ち $W(w) = W(-w)$ であることが必要である。さらにウィンドウ $W(w)$ を π/N だけずらした関数 $W(w - \pi/N)$ と $W(w)$ の間に、次の関係が近似的に成立させることである。区間 $0 \leq w \leq \pi/N$ において、

$$\{W(w)\}^2 + \{W(w - \pi/N)\}^2 = 1$$

従って、元の信号を復調するには、サブバンド分割時と

$$\begin{aligned} & -\sin[(2K+1)\pi(i+N)/2N] \\ & = \cos[(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = \cos[(2K+1)\pi i/2N] \\ & \text{区間 } 0 \sim N-1 \quad (1 \leq i \leq N-1) \\ & -\sin[(2K+1)\pi(N-i)/2N] \\ & = \cos[-(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = \cos[(2K+1)\pi i/2N] \\ & \text{区間 } -N \sim -1 \quad (0 \leq i \leq N) \\ & -\sin[(2K+1)\pi(i-N)/N] \\ & = -\cos[-(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = -\cos[(2K+1)\pi i/2N] \end{aligned}$$

区間 $-2N \leq -N-1$ ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\begin{aligned} & -\sin[(2K+1)\pi(-N-i)/2N] \\ & = -\cos[(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = -\cos[(2K+1)\pi i/2N] \end{aligned}$$

【0024】以上のことをまとめると表2のようになり、 $4N$ 周期で繰り返される。

【0025】

【表2】

再構成時とで、同一のウィンドウを使用しなければならない。このような条件を満たすウィンドウは、レメツツ法によりパラメータを調整して求めることができる。

【0029】このようにウィンドウの構造を適切に選べば、全てのバンドの復調信号を加算することによって、折り返し雑音をキャンセルし、元の信号を復調することができる。その復調の計算手順を図7に示す。フィルターの構成は、前述のフィルターの計算手順と基本的に同じである。基本ローパスフィルターのウィンドウにシフトコサイン関数を乗算し、1つのサブバンド信号をたたみ込み乗算をする。この時、1サンプルずつシフトして乗算し、全てを加算すると、1つのサブバンド信号による復調信号が得られる。このたたみ込み乗算は、補完されたゼロとの乗算が殆んどなので、図8に示すように、1つのサブバンド信号をホールドした信号を用いて N 毎に加算し、区間長 N の復調信号を得る。

【0030】さらに、前述の表1でみたように、シフトコサイン関数の性質により、1つのサブバンド信号をホールドした信号とシフトコサイン関数との乗算は、基本シフトコサイン関数との乗算のみで、あとはその結果を繰り返し使用すれば良い。図9に示すように、基本シフトコサイン関数の乗算にIDCTを用いて、サブバンド(偶数バンド)の信号を計算し、計算手順を入れ替えて、計算量を低減している。IDCTにより N 個毎にシフトして計算された区間長 N の信号をシフトレジスターに入力する。基本ローパスフィルターのウィンドウと乗算

するときには、シフトレジスタから、区間 $-2N \sim -N$ では、そのままに、区間 $-N \sim 0$ では信号の向きを逆向きにというように読み出す。そして、 N 個ごとに信号を加算して元の信号を得る。

【0031】図9により、直線位相変換の偶数バンドの復調が、DCTを用いて、高速に実行できることが示されているが、ヘルベルト変換の奇数バンドについても、表2と同様にDCTを用いて、偶数バンドの復調と同様の手法により計算することができる。これらの結果を最後に加算すれば、全ての元の信号が復調できることになる。

【0032】さらに、シフトレジスタに入力する段階

で、時間方向が正方向と逆方向の2つのシフトレジスタに入力し、かつ偶数バンドと奇数バンドの信号をこの段階で加算することによって、基本ローパスフィルターのウィンドウの乗算を1回で済ませることができる。表3に偶数バンドと奇数バンドのDCT結果が示されているが、その結果を逆方向加算したA、B2つの種類のシフトレジスタ出力のどちらかを使用すれば、全てを表現できる。なお、逆方向加算した種別Aは線形正方向+ヘルベルト逆方向、種別Bは線形逆方向-ヘルベルト正方向を示す。

【0033】

【表3】

区 間		$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
偶 線 数 バ ン ド	符 号	-	+	+	-
	時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向
奇 数 バ ン ド	符 号	-	-	+	+
	時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向
逆加 算 方 向	種別	- A	B	A	- B

【0034】次に2以上に N 分割されたフィルターバンクについて回路ブロック図を用いて説明する。2以上の多バンドに分割した場合でも、各バンドの重なっているところに関しては、2分割と同様になっており、2分割と同一条件により、折り返し雑音をキャンセルすることになり、各バンドは交互に直線位相変換とヘルベルト変換とが繰り返されなければならない。そして、フィルターバンクの計算手順は前述のとおりである。

【0035】4バンドに分割された場合の各バンドのフィルター特性を図10から図12に示す。図10において、上段にフィルターバンクの特性を示すが、周波数の正負の同一番号のバンドは同一のバンドであり、従って複素バンクではなく、実バンクである。また最大間引きフィルターバンクであり、図の点線のラインで折り返される。同図の下段に分割後の各バンドの特性を示している。偶数バンドは直線位相変換が、偶数バンドはヘルベルト変換が行われている。A～Pは帯域の場所を示し、 j は $+90$ 度の位相回転を、 $-j$ は -90 度の位相回転を表わしている。図11においては、分割してアンダーサンプリングした各バンドの特性を示しており、折り返し雑音が発生していることが分かる。図12は、再構成フィルターを通過の各バンドの特性を示しており、再構

成フィルターの特性は、分割フィルターと同一であるが、ヘルベルト変換の位相は 180 度反転している。この時、フィルターの特性が適当であれば、つまり、前述の2つの条件を満足していれば、折り返し雑音をキャンセルし近似的に元の信号に復調できる。図12中の-1は信号の符号が反転していることを示している。

【0036】図10に示されるような分割後のフィルター特性を得るために、図4に示される計算手順を実現するバンド分割の回路ブロック図を図13に示す。ウィンドウの幅のバンド数に対する倍率を W としたとき、入力信号から、 $W \times N$ サンプルの長さのブロック i をブロック取り出し回路で取り出し、 $W \times N$ 個のデータをそれぞれ、奇数バンド用と偶数バンド用のウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路に入力する。そして奇数バンド用及び偶数バンド用のそれぞれの回路から出力される N 個のデータをそれぞれ N 次IDCT処理を行う。次いで、それぞれの出力を加算することにより N バンド出力を得る。このウィンドウ乗算、折りたたみ加算までの処理手順を示したのが、図14及び図15であるが、前述したように、ウィンドウ条件の1つに左右対称であることがあるから、ウィンドウの乗算に当たっては、左半分の長さを用いて計算量を減じている。ここでは $W=8$ の場合を示

している。そして、ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路からのN個のデータをIDCT処理する回路ブロックが図16に示されており、N=8の場合である。ここで、IDCT入力を X_k 、同出力を x_i としたとき、式

$$X_i = 1/N \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq i \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (K=1 \sim N-1) \}$

【0038】図16で得られたバンド出力を元の信号に再構成して復調するための回路ブロック図が図17に示されている。概略構成は、N次DCT、逆方向加算、減算回路、シフトレジスタ1及び2、そして、ウィンドウ乗算、加算回路から成立している。この概略構成での計算処理手順は図9に示されるものである。

$$X_k = 1/N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq k \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (0 \leq k \leq N-1) \}$

【0041】図19は図17における逆方向加算回路と逆方向減算回路の出力をそれぞれシフトレジスタ1とシフトレジスタ2への入力の仕方を示している。逆方向加算回路では、偶数バンドN次DCT出力ODCTG

(P) ($0 \leq P \leq N-1$)と奇数バンドN次DCT出力ODCTK (P) ($1 \leq P \leq N-1$)を加算した出力OUT1 (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を、
 $OUT1 (P) = ODCTG (P) \quad (P=0)$
 $OUT1 (P) = ODCTG (P) + ODCTK (N-P) \quad (1 \leq P \leq N-1)$ となるように出力し、シフトレジスタ1に1ブロック(データN個)毎にデータをシフトして入力する。逆方向減算回路では、偶数バンドN次DCT出力ODCTG (P) ($1 \leq P \leq N-1$)から奇数バンドN次DCT出力ODCTK (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を減算した出力OUT2 (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を

$OUT2 (P) = ODCTK (P) \quad (P=0)$
 $OUT2 (P) = ODCTG (N-P) - ODCTK (P) \quad (1 \leq P \leq N-1)$ となるように出力し、シフトレジスタ2に1ブロック(データN個)毎にデータをシフトして入力する。

【0042】図20では、シフトレジスタ1及びシフトレジスタ2から読み出したデータをウィンドウと乗算し、加算する手順が示されており、シフトレジスタからの読み出しは、シフトレジスタ1とシフトレジスタ2に格納されたデータを交互に行ってウィンドウと乗算する。

【0043】図21では、図17に示された再構成フィルターの計算処理手順を全体的に示したものであり、ここでもウィンドウは左半分の長さを用いている。

【0044】

【発明の効果】本発明は、以上説明したように、奇数バンドまたは偶数バンドに、直線移送変換とヘルベルト変換のいずれかを行い、それぞれのバンドにDCTを用い

1が成立する。

【0037】

【数1】

【0039】図18はDCT回路部分を示しており、図13で得られたNバンド出力を奇数バンドと偶数バンドに分割してDCT処理をおこなう。DCT入力を X_i 、同出力を X_k とすると式2が成立する。

【0040】

【数2】

たので、フィルターとしての減衰特性を十分大きくとることができ、折り返し雑音をキャンセルできるとともに、DSPによってリアルタイムに実現できる程度に計算量を低減することができた。

【0045】また、音声、音楽信号の圧縮符号などの分野において、粗い量子化を行う以前の帯域分割に利用すると効果的である。これは、各バンドの信号に対し、粗い量子化を行って、データ圧縮を行ったとしても、その歪が狭い帯域の中のみ発生するため、聴感上音質の劣化が少ないからである。

【0046】更に、ウィンドウの構造を適切に選べば、全てのバンドの復調信号を加算することによって折り返し雑音をキャンセルし、元の信号を復調することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本となる2分割フィルターバンクの説明図である。

【図2】1つのサブバンドの出力信号を計算する手順を示す説明図である。

【図3】図2の出力信号計算の変形手順を示す説明図である。

【図4】図3の出力信号の基本シフトコサイン関数への変換手順を示す説明図である。

【図5】1つのサブバンドの出力信号のヘルベルト変換手順を示す説明図である。

【図6】基本シフトコサイン関数を用いたヘルベルト変換手順を示す説明図である。

【図7】1つのサブバンド信号による復調手順を示す説明図である。

【図8】区間長Nの復調信号を同時に計算する手順を示す説明図である。

【図9】DCTを用いた復調手順を示す説明図である。

【図10】4バンドの場合のフィルターバンク特性と、分割後の各バンドの特性を示す説明図である。

【図11】アンダーサンプリング後の各バンドの特性を示す説明図である。

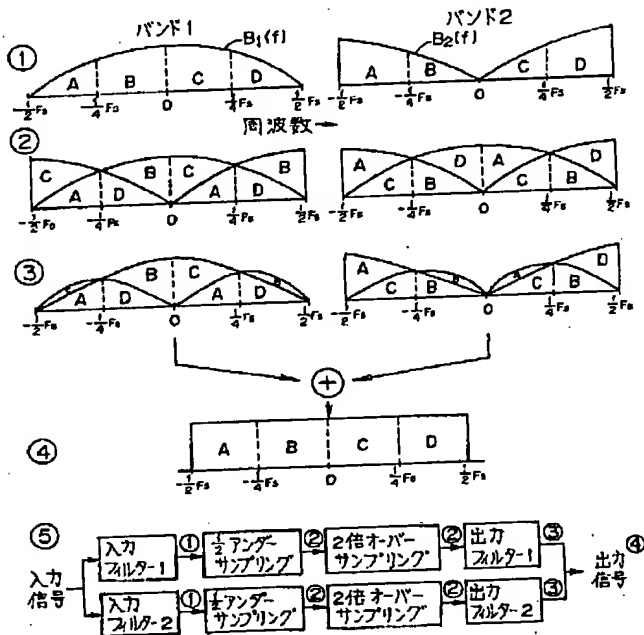
【図12】再構成フィルタ通過後の各バンドの特性を示す説明図である。

【図13】奇数及び偶数バンドに分割する概略図である。

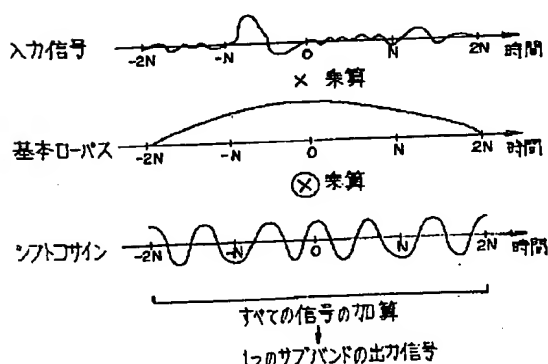
【図14】偶数バンド用ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路の計算手順を示す説明図である。

【図15】奇数バンド用ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路の計算手順を示す説明図である。

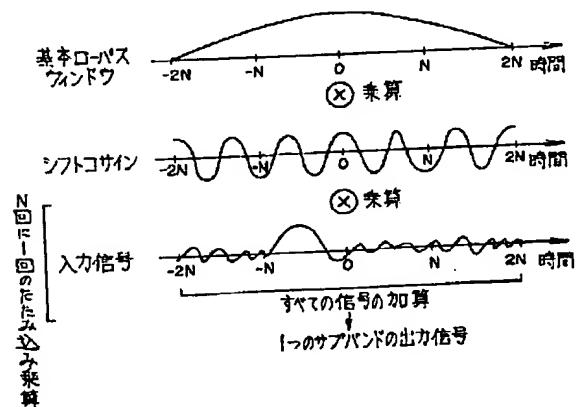
【図1】



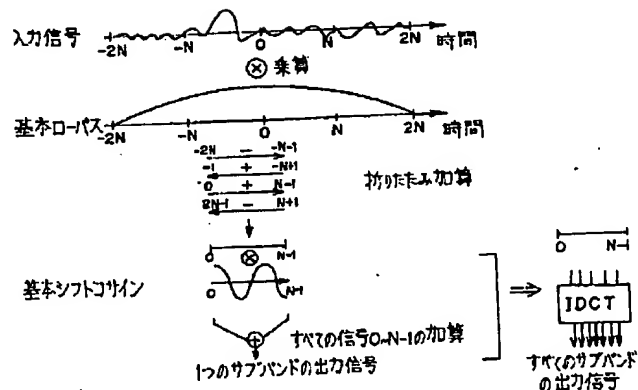
【図3】



【図2】



【図4】



【図16】IDCT回路の概略図である。

【図17】再構成フィルタを形成する概略図である。

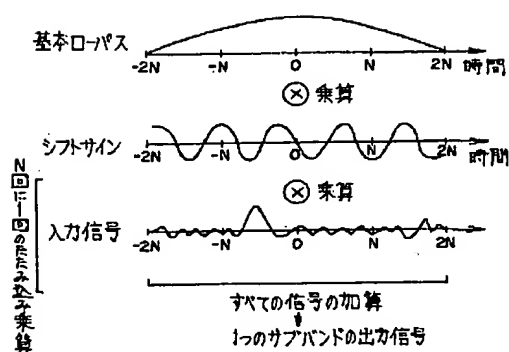
【図18】DCT回路の概略図である。

【図19】逆方向加算及び逆方向減算とシフトレジスタ1及び2への信号入力手順を示す説明図である。

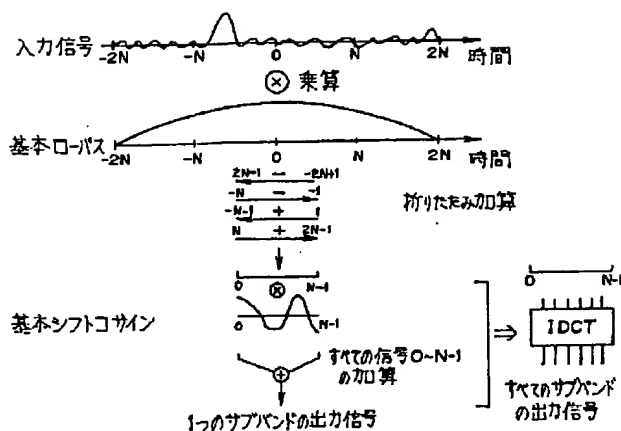
【図20】ウィンドウ乗算、加算回路の計算手順を示す説明図である。

【図21】図17の再構成フィルタを形成する計算手順を示す説明図である。

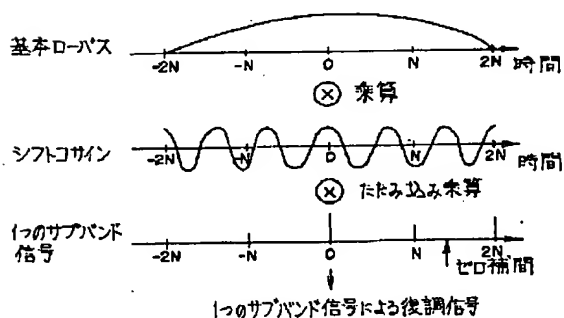
【図5】



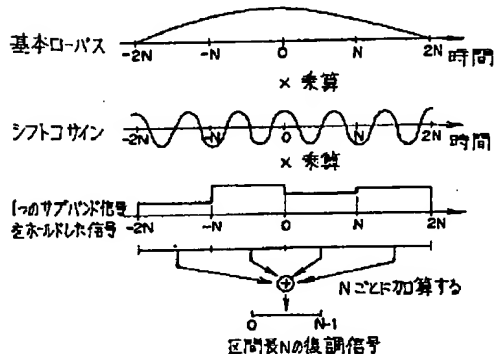
【図6】



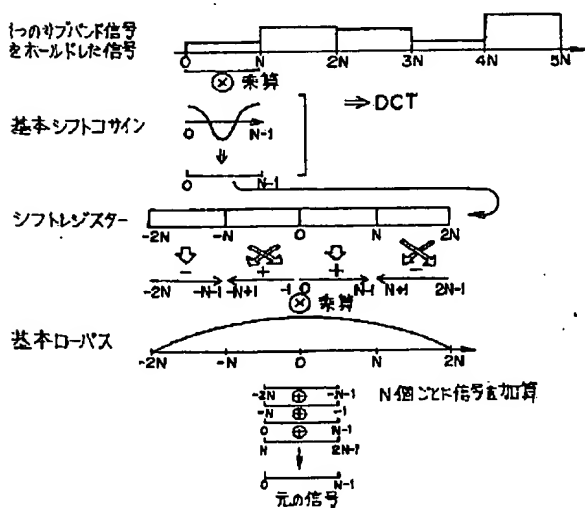
【図7】



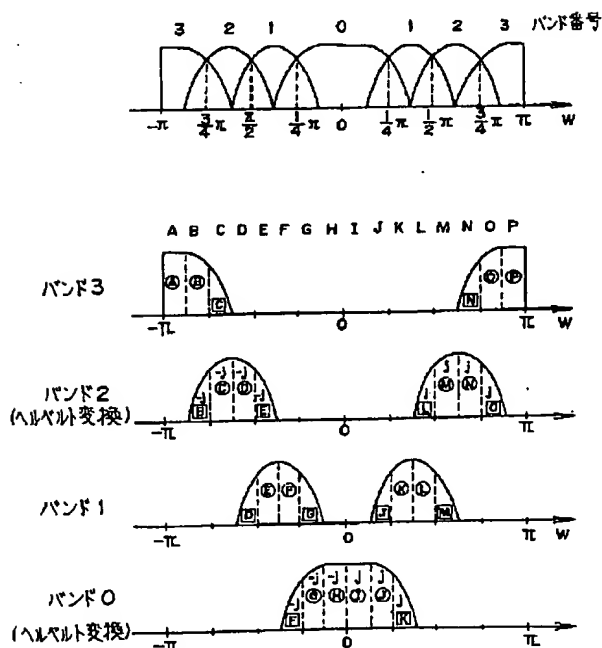
【図8】



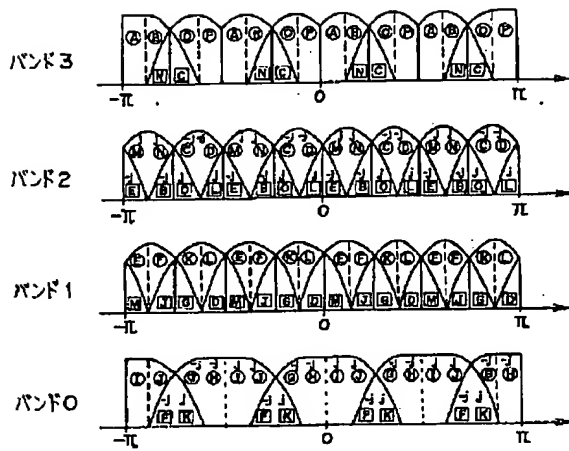
【図9】



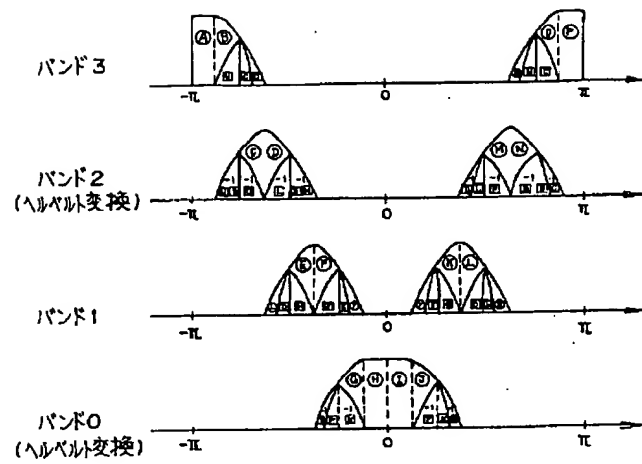
【図10】



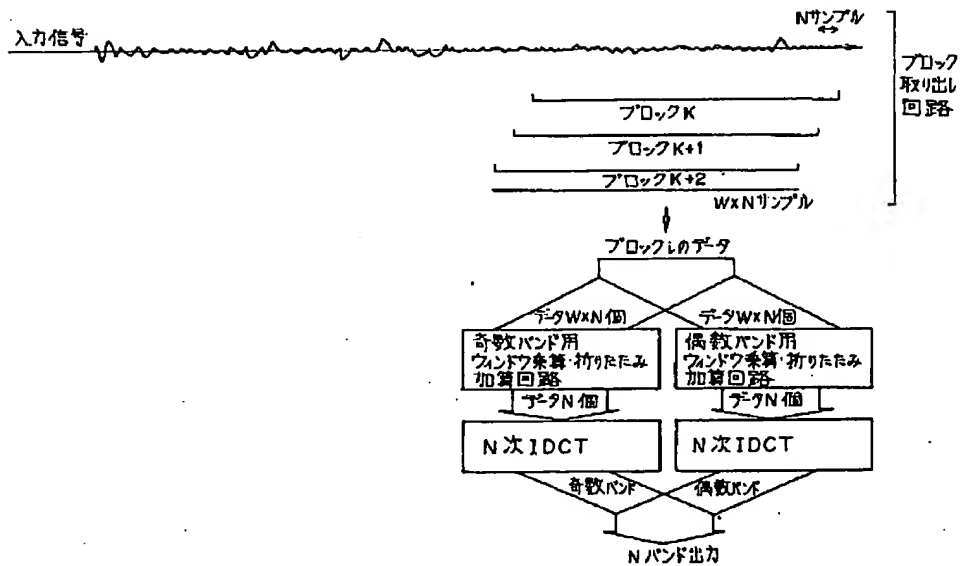
【図11】



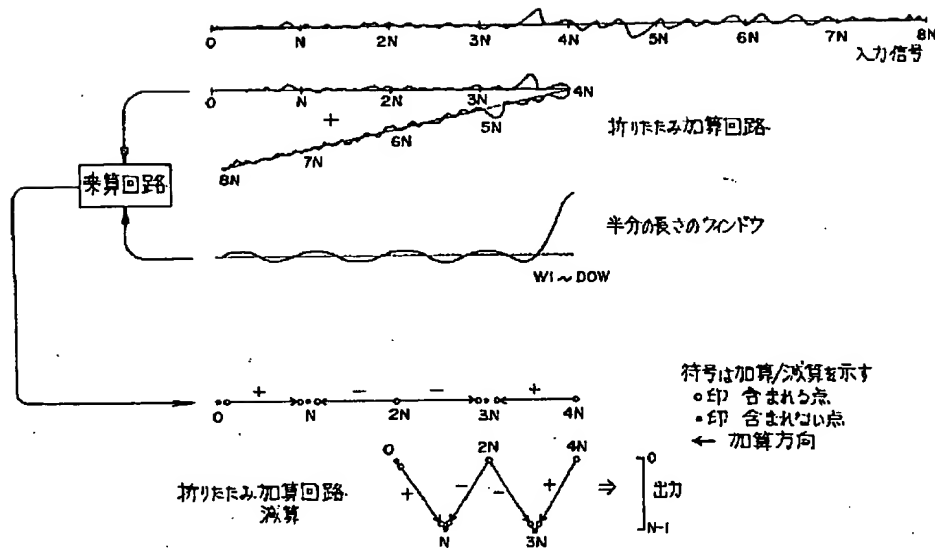
【図12】



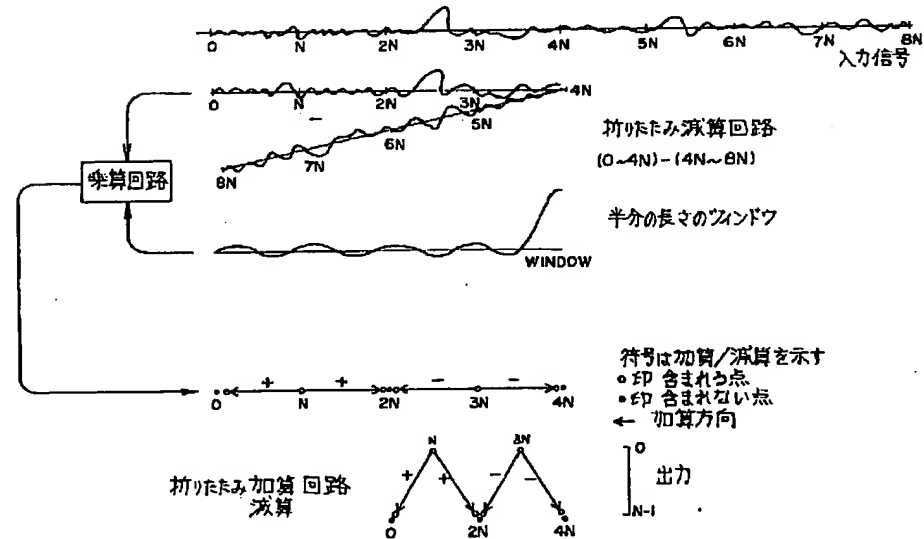
【図13】



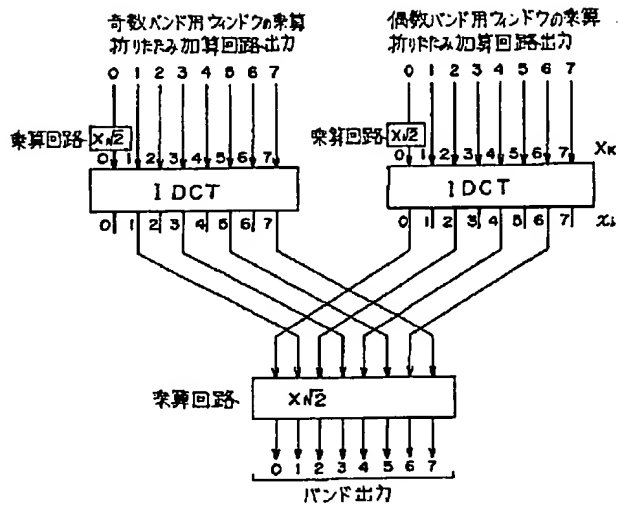
【図14】



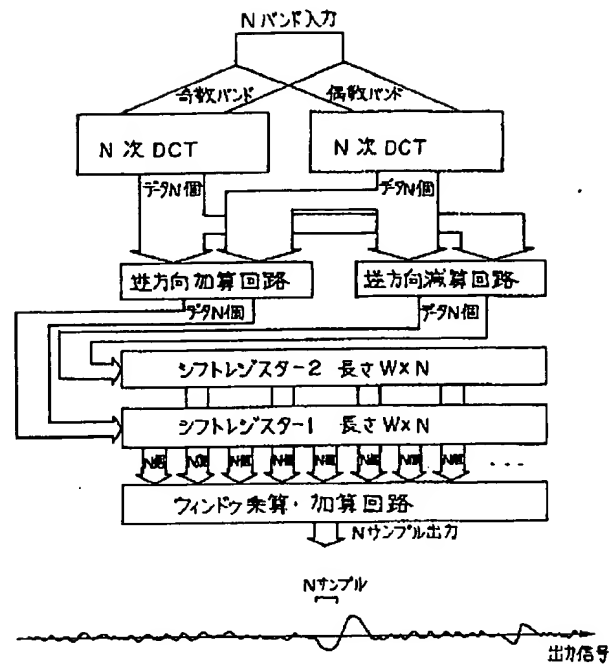
【図15】



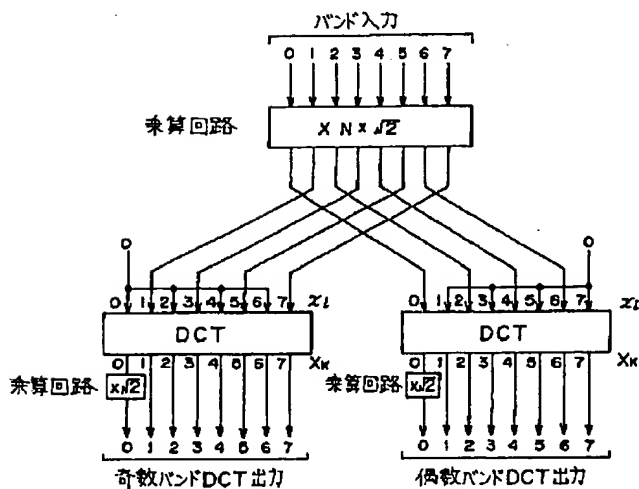
【図16】



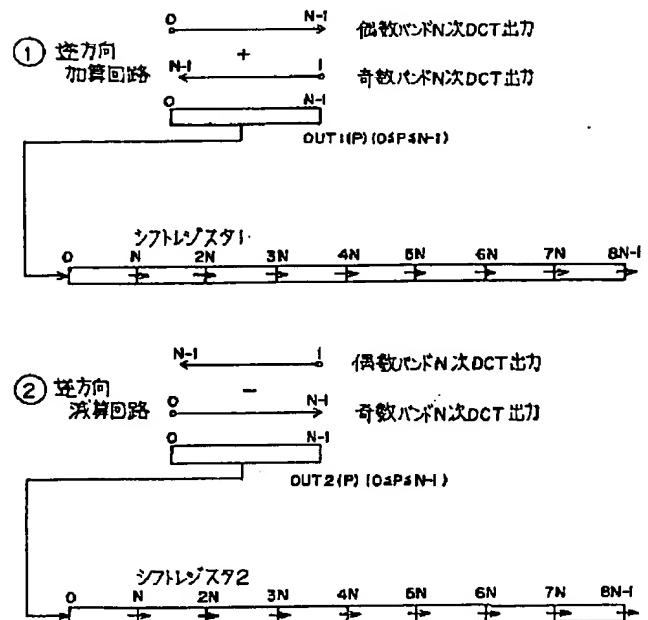
【図17】



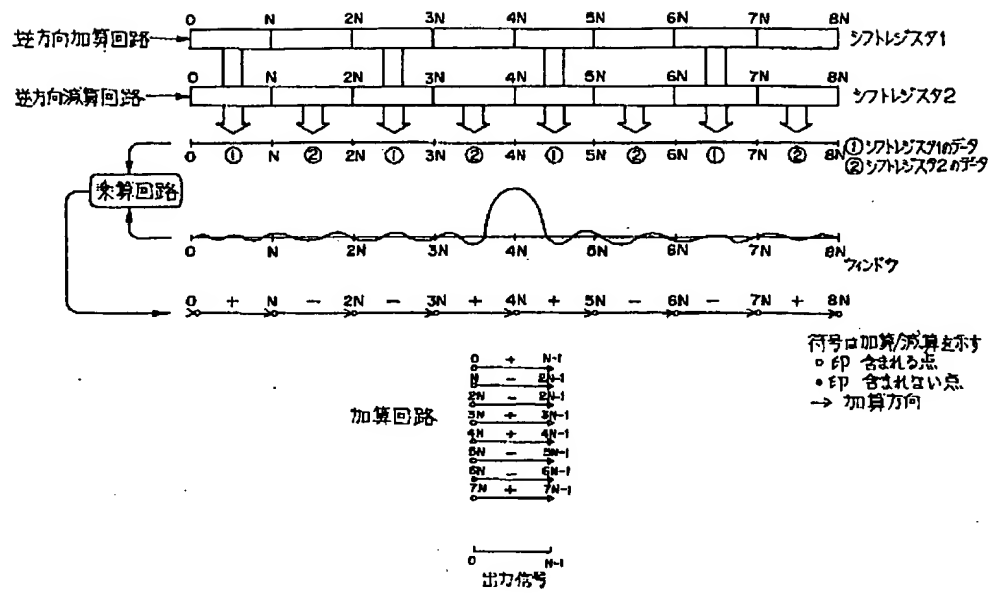
【図18】



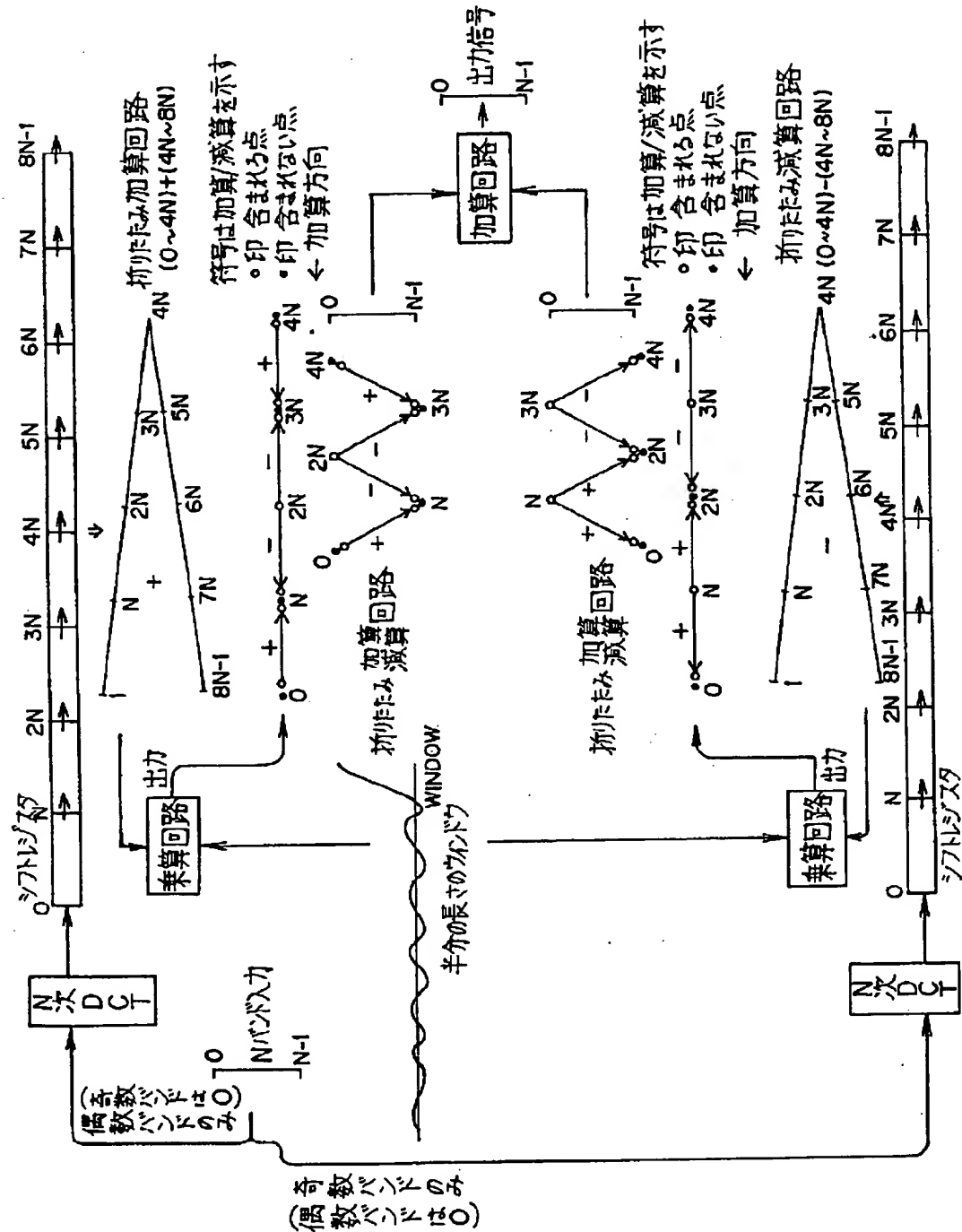
【図19】



【図20】



【図21】



【手続補正書】

【提出日】平成6年5月30日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の名称】 高速演算高性能フィルターバンクの構成方法